

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-093619

(43)Date of publication of application : 29.03.2002

(51)Int.Cl.

H01F 7/18

(21)Application number : 2000-279536

(71)Applicant : UNISIA JECS CORP

(22)Date of filing : 14.09.2000

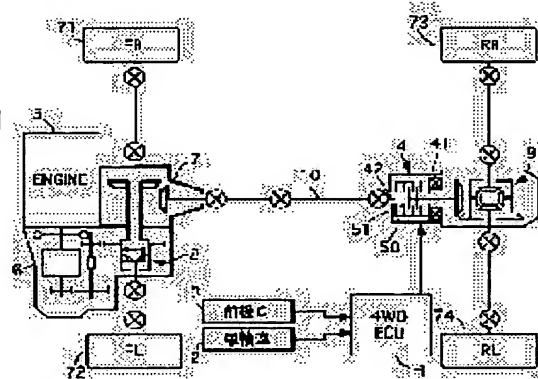
(72)Inventor : OTSU NOBUYUKI  
KAMIMURA KOICHI

## (54) PULSE-WIDTH MODULATION CONTROL DEVICE

## (57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide a pulse-width modulation control device which can be kept high in accuracy, even if it uses simple processing that has no effect on a main control when a feedback current is calculated by directly carrying out an A/D conversion, so as not to have a load current flowing through an electromagnetic actuator as an object of control delayed by the effect of a time constant.

**SOLUTION:** A pulse-width modulation control device is equipped with a feedback current calculation means, which converts the load current of an electromagnetic solenoid 41 digitally and outputs the digitally converted load current as a feedback current into the CPU of a 4WD control unit 1. The feedback current calculation means stores as a middle digital value the digitally converted value of a load current detected, at the middle of the width of each pulse of the ON and OFF signals of PWM signals and carries out average value calculation processing, in which the average value of the middle digital values serves as the feedback current value.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

29.08.2003

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's

decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号  
特開2002-93619  
(P2002-93619A)

(43) 公開日 平成14年3月29日 (2002.3.29)

(51) Int.Cl.<sup>7</sup>

H 0 1 F 7/18

識別記号

F I

H 0 1 F 7/18

テーマコード (参考)

G

審査請求 未請求 請求項の数5 O L (全 8 頁)

(21) 出願番号 特願2000-279536(P2000-279536)

(22) 出願日 平成12年9月14日 (2000.9.14)

(71) 出願人 000167406

株式会社ユニシアジェックス  
神奈川県厚木市恩名1370番地

(72) 発明者 大津 伸幸

神奈川県厚木市恩名1370番地 株式会社ユニシアジェックス内

(72) 発明者 上村 浩一

神奈川県厚木市恩名1370番地 株式会社ユニシアジェックス内

(74) 代理人 100105153

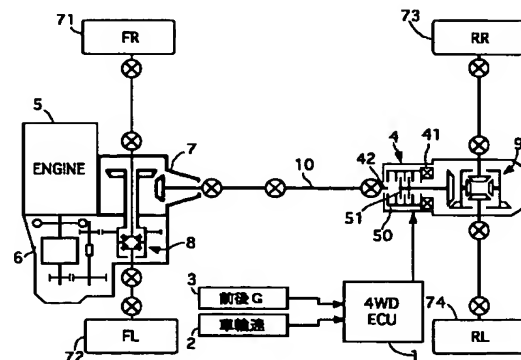
弁理士 朝倉 悟 (外1名)

(54) 【発明の名称】 パルス幅変調制御装置

(57) 【要約】

【課題】 パルス幅変調制御装置において、制御対象の電磁アクチュエータに流れる負荷電流を時定数の影響による遅れが生じないように直接A/D変換してフィードバック電流値を算出するにあたり、メインの制御に影響を与えない簡単な演算処理を用いながら高い精度を得るようにすること。

【解決手段】 電磁ソレノイド41の負荷電流値をデジタル変換してフィードバック電流値として4WDコントロールユニット1のCPUに出力するフィードバック電流算出手段を備えたパルス幅変調制御装置において、フィードバック電流算出手段は、PWM信号におけるON信号とOFF信号のそれぞれパルス幅の中間のタイミングで検出された負荷電流値のデジタル変換値を中間デジタル値として記憶し、さらに各中間デジタル値の平均値を前記フィードバック電流値とする平均値算出処理を実行することを特徴とする。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 所望の電流に対応した幅のON信号とOFF信号とを所定のPWM周期内に形成したPWM信号を電磁アクチュエータに出力し、この電磁アクチュエータの動作を制御するPWM制御手段と、

前記電磁アクチュエータに流れた負荷電流を検出する電流検出手段と、

前記負荷電流値をデジタル変換して、前記電磁アクチュエータの作動状態を示すフィードバック電流値として前記PWM制御手段に出力するフィードバック電流算出手段と、を備えたパルス幅変調制御装置において、

前記フィードバック電流算出手段は、PWM信号におけるON信号とOFF信号のそれぞれパルス幅の中間のタイミングで検出された負荷電流値のデジタル変換値を中間デジタル値として記憶し、さらに各中間デジタル値の平均値を前記フィードバック電流値とする平均値算出処理を実行することを特徴とするパルス幅変調制御装置。

【請求項2】 請求項1に記載のパルス幅変調制御装置において、

前記パルス幅の中間のタイミングとは、各パルス幅の30%～60%の範囲内のタイミングとしたことを特徴とするパルス幅変調制御装置。

【請求項3】 請求項1に記載のパルス幅変調制御装置において、

前記パルス幅の中間のタイミングとは、各パルス幅の略中央のタイミングとしたことを特徴とするパルス幅変調制御装置。

【請求項4】 請求項1ないし3に記載のパルス幅変調制御装置において、

前記フィードバック電流算出手段は、前記PWM信号のON信号のパルス幅が所定のパルス幅よりも大きいときには、前記平均値算出処理をキャンセルし、かつ、PWM信号におけるON信号の前記中間デジタル値のみを記憶し、この中間デジタル値を前記フィードバック電流値とする簡略処理を実行することを特徴とするパルス幅変調制御装置。

【請求項5】 前記PWM制御手段は、フィードバック電流値に基づいてPWM信号による目標値を補正することを特徴とする請求項1ないし4に記載のパルス幅変調制御装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、電磁弁などの電磁アクチュエータの通電量をデューティ制御して電磁アクチュエータの作動量を制御する、いわゆるPWM制御と呼ばれるパルス幅変調制御技術に関する。

## 【0002】

【従来の技術】従来、PWM制御では、スイッチング素子を介して電源に接続された電磁アクチュエータに対して所望の作動量（例えば、電磁弁にあっては弁開度）に

対応したPWM信号（パルス幅変調信号）を出力し、このPWM信号に対応した電流を電磁アクチュエータに出力して、所望の作動量を得るものである。このようなPWM制御では、電磁アクチュエータに対して出力する目標の電流と実際に電磁アクチュエータに流れた負荷電流との偏差がゼロとなるような処理（フィードバック処理）が行われている。実際に電磁アクチュエータに流れる負荷電流を検出する電流検出用抵抗は、検出電流の変動を平滑化するために積分回路と接続されている。ところが、この積分回路を介して得られた検出電流値であるフィードバック電流値は、積分回路の時定数の影響により時間的遅れが乗じるため、前記フィードバック制御が全体的に遅れてしまうという不具合が生じる。

【0003】そこでこの問題を解決する技術として、例えば特開平11-308107号公報に記載の技術が知られている。この従来技術は、負荷電流を平滑化することなくアナログ／デジタル変換（以下A/D変換と記す）するもので、図7（a）に示すように、入力信号の変化する周期時間よりも短い変換周期で負荷電流のA/D変換を行い、このデジタル値を順次記憶しておき、この記憶デジタル値の平均値をフィードバック電流値とするものである。この場合のA/D変換周期は、例えば制御周期10msに対して約600Hzであり、これは0.8ms毎にA/D変換を行うことになる。上述の従来技術にあっては、入力信号を直接デジタル変換するため、積分回路により平滑化する必要が無く、よって、時定数の影響を受けることが無く、信号入力の変動を低減することが可能となり、制御の応答性を向上することができるものである。

## 【0004】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上述の従来技術にあっては、上述したように高周波にてA/D変換処理を実行するため、図7（b）に示すように、このA/D変換処理によるCPUへの割り込みが、制御の主体となるメインの制御時間（図中他処理と示す）を浸食してしまっており、メインとなる制御時間が全体的に不足するという問題があった。また、このような浸食を行わないように、A/D変換頻度を低下させると、データ数が少なくなって、検出精度が低下する。さらに、上述の従来技術にあっては、A/D変換処理は、PWM信号の発生のタイミングに関わらず、ある一定の時期に勝手に自ら実行するため、PWM信号の発生のタイミングによっては、負荷電流値の最大値や最小値などを連続して取得してしまう可能性があり、この場合、得られたフィードバック電流値に大きな誤差が生じるという問題があった。

【0005】また、他の従来技術として、例えば特開平8-9681号公報に記載のようにPWMパルスのON信号の出力から所定時間だけ、負荷電流を検出する技術が知られており、上記従来技術にこの技術を適用して、

ON信号の出力から所定時間A/D変換を行うようにすることも考えられるが、この場合にあっても、上述したCPUのメインの制御を侵食する問題を解決することができないものであり、また、図7(a)に示すようにPWM信号に対して負荷電流は、図示のように立ち上がり遅れ、立ち下り遅れがあり、このような負荷電流のON信号部分だけのデータを平均しても、PWMパルスのOFF信号部分の電流低下分が不明なため正確に作動量に対応したフィードバック電流値を得ることができない。例えば、図において細かな点線で示す算出した推定値が、長い点線で示す実際の負荷電流よりも高い値を取る、というように高い精度を得ることができない。

【0006】本発明は、上述の従来の問題点に着目して成されたもので、パルス幅変調制御装置において、制御対象の電磁アクチュエータに流れる負荷電流を時定数の影響による遅れが生じないように直接A/D変換してフィードバック電流値を算出するにあたり、メインの制御に影響を与えない簡単な演算処理を用いながら高い精度を得るようにすることを目的としている。

【0007】

【課題を解決するための手段】上述の目的を達成するために、本発明は、所望の電流に対応した幅のON信号とOFF信号とを所定のPWM周期内に形成したPWM信号を電磁アクチュエータに出力し、この電磁アクチュエータの動作を制御するPWM制御手段と、前記電磁アクチュエータに流れた負荷電流を検出する電流検出手段と、前記負荷電流値をデジタル変換して、前記電磁アクチュエータの作動状態を示すフィードバック電流値として前記PWM制御手段に出力するフィードバック電流算出手段と、を備えたパルス幅変調制御装置において、前記フィードバック電流算出手段が、PWM信号におけるON信号とOFF信号のそれぞれパルス幅の中間のタイミングで検出された負荷電流値のデジタル変換値を中間デジタル値として記憶し、さらに各中間デジタル値の平均値を前記フィードバック電流値とする平均値算出処理を実行することを特徴とする手段とした。また、請求項2に記載の発明は、請求項1に記載のパルス幅変調制御装置において、前記パルス幅の中間のタイミングとは、各パルス幅の30%~60%の範囲内のタイミングとしたことを特徴とする。また、請求項3に記載の発明は、請求項1に記載のパルス幅変調制御装置において、前記パルス幅の中間のタイミングとは、各パルス幅の略中央のタイミングとしたことを特徴とする。また、請求項4に記載の発明は、請求項1ないし3に記載のパルス幅変調制御装置において、前記フィードバック電流算出手段は、前記PWM信号のON信号のパルス幅が所定のパルス幅よりも大きいときには、前記平均値算出処理をキャンセルし、かつ、PWM信号におけるON信号の前記中間デジタル値のみを記憶し、この中間デジタル値を前記フィードバック電流値とする簡略処理を実行することを

特徴とする。また、請求項5に記載の発明は、請求項1ないし4に記載のパルス幅変調制御装置において、前記PWM制御手段は、フィードバック電流値に基づいてPWM信号による目標値を補正することを特徴とする。

【0008】

【発明の作用および効果】本発明では、PWM制御手段がPWM信号を出力すると、フィードバック電流算出手段は、PWM信号の中のON信号とOFF信号との中間のタイミングにおいて、電磁アクチュエータに流れた負荷電流値のデジタル変換値を中間デジタル値として記憶し、さらに、各中間デジタル値の平均値をフィードバック電流値とする平均値算出処理を実行する。このように、ON信号の中間の負荷電流値とOFF信号の中間の負荷電流値との平均を求めるため、PWM信号とA/D変換のタイミングとを同期させることができ、よって、ON側のみ、もしくはOFF側のみといった、偏った負荷電流検出を避けることが可能となり、安定した負荷電流検出を行って、フィードバック電流値の検出精度の向上を図ることができるという効果が得られる。また、従来技術においては、図7(b)に示すように、高周波にてA/D変換処理を行うので、A/D変換処理が頻繁に生じてしまい、制御の主体となるメインの制御時間を侵食してしまうという問題があったが、本発明では、少なくともON信号の中間とOFF信号の中間の2点のタイミングでA/D変換処理を行えば良いため、A/D変換が制御の主体となるメインの制御時間を圧縮することがないという効果が得られる。

【0009】請求項2に記載のパルス幅変調制御装置においては、パルス幅の中間のタイミングを、パルス幅の30%~60%の範囲内のタイミングとしたため、フィードバック電流値を実際の負荷電流の平均値に近づけることができ、検出精度を向上させることができる。同様に、請求項3に記載のパルス幅変調制御装置にあっても、パルス幅の中間のタイミングを、パルス幅の略中央のタイミングとしたため、フィードバック電流値を実際の負荷電流の平均値に近づけることができ、検出精度を向上させることができる。

【0010】請求項4に記載のパルス幅変調制御装置においては、PWM信号のON側のパルス幅が所定のパルス幅よりも大きいときには、平均値算出処理をキャンセルして、簡略処理を実行し、ON信号の中間デジタル値のみを記憶し、この中間デジタル値をフィードバック電流値とする。例えば、ON側のパルス幅が例えば90%のような高い値の場合、実際の負荷電流値の平均電流値は、電磁アクチュエータのインダクタンスによるが、ON側の最大出力値に近く、また、ON信号の中間のタイミングで得られた中間デジタル値に極めて近い。それに対して、OFF信号の中間のタイミングで得られた中間デジタル値は、電磁アクチュエータのインダクタンスに基づく立ち下り状態に応じ、立ち下り性が良ければ

実際の平均電流値よりも極めて低い値となり、一方、立ち下がり性が悪ければ、実際の平均電流値よりも高い値となる可能性もある。したがって、平均値算出処理を実行した場合、上述のように実際の平均電流値に近いON側の中間デジタル値と、平均電流値よりも低かったりあるいは高かったりするOFF側の中間デジタル値との平均値を算出すると、実際よりも低い値あるいは高い値となる。そこで、このように、ON信号のパルス幅が所定値よりも大きいときには、ON信号の中間デジタル値のみによりフィードバック電流値を求めることにより、検出精度を高いレベルに維持することができる。加えて、ONデューティ比が100%に近い値の場合、ON信号とOFF信号の両方の中間デジタル値を得ようとする、OFF信号の中間デジタル値を得るタイミングが遅くなり、A/D割込および変換時間が不足するおそれがあるが、ON信号の中間デジタル値のみを得ることにより、この問題を解消して、高い精度で検出することができる。

【0011】請求項5に記載のパルス幅変調制御装置においては、上述の請求項1ないし4に記載の発明により得られた高い精度のフィードバック電流値に基づいてPWM信号による目標値を補正するため、制御精度の向上を図ることができる。

【0012】

【発明の実施の形態】以下に、本発明の実施の形態を図面に基いて説明する。

（実施の形態）実施の形態は本発明のパルス幅変調制御装置を駆動力配分装置の制御装置に適用した例であって、請求項1ないし5に記載の発明に対応している。

【0013】まず、前記駆動力配分装置の構成について説明する。図1は前記駆動力配分装置を備えた四輪駆動車の駆動系を表す概略図である。この駆動力配分装置は、前輪駆動をベースとするもので、エンジン5の駆動力は、トランスアクスル6からフロントディファレンシャル8を介して前輪71、72に伝達され、また、トランスファ7を介してリヤ側のプロペラシャフト10に伝達される構成となっている。また、プロペラシャフト10は、電子制御カップリング4を介してリヤディファレンシャル9に連結され、さらに、アクスルを介して後輪73、74に連結されている。

【0014】前記電子制御カップリング4は、後輪73、74への駆動力の伝達量を制御するもので、内部に電磁アクチュエータとしての電磁ソレノイド41を有し、この電磁ソレノイド41への通電量に応じてメインクラッチ板50、51が締結して後輪73、74側へ駆動力を伝達する構成となっている。図3は前記電子制御カップリング4の断面図である。前記プロペラシャフト10側のリヤ入力軸42から入力された駆動力は、フロントハウジング43を駆動する。このとき、電磁ソレノイド41に電流が流れて電磁力が発生すると、アーマチ

ュア44を引き寄せる。これによりコントロールクラッチ板45、46に摩擦トルクが発生し、この摩擦トルクはカム機構であるコントロールカム47に伝達される。この摩擦トルク伝達によりコントロールカム47が捻られると、軸方向のトルクに増幅・変換され、リヤ出力軸52に拘束されているメインカム49をリヤ入力軸42側に押し付ける。これにより、メインカム49がメインクラッチ板50、51を押し、メインクラッチ板50、51に電流値に比例した摩擦トルクが発生する。このメインクラッチ50、51で発生したトルクは、リヤ出力軸52を介してリヤディファレンシャル9へ伝達され、後輪73、74を駆動する。すなわち、電磁ソレノイド41へ通電する電流値を制御することで、後輪73、74への駆動力配分を高い精度で制御することができるのである。なお、前記電子制御カップリング4は4WDコントロールユニット1により制御される。この4WDコントロールユニット1は、前後加速度センサ3、車輪速センサ2から入力される信号に基づいて後輪73、74への駆動力配分が制御される。

【0015】図2は、実施の形態の4WDコントロールユニット1を示す回路図である。各車輪（右前輪、左前輪、右後輪、左後輪）に設けられた車輪速センサ2a、2b、2c、2dからの信号は波形整形回路11に入力され、デジタル信号に変換された後、CPU12へ入力される。前後加速度センサ3の信号は、インタフェース13で所定の変換された後、A/D入力ポート16に入力される。CPU12では、これらの入力信号に基づいて後輪への目標駆動力配分量が決定され、この目標駆動力配分量に応じた指令電流値が算出される。そして、この指令電流値に応じたPWM信号が演算され、PWM出力ポート17からスイッチング素子であるトランジスタ15にON信号・OFF信号からなるPWM信号が出力され、電子制御カップリング4の電磁ソレノイド41を駆動させる。また、電磁ソレノイド41には、電流検出手段としてのインタフェース14が接続され、電磁ソレノイド41の負荷電流値がA/Dポート16に入力され、CPU12は、この入力された負荷電流値に基づいて指令電流値をフィードバック補正するように構成されている。

【0016】次に、図4及び図5のフローチャートに基づいて上述のフィードバック補正の流れについて説明する。ステップ101では、車輪速センサ2、前後加速度センサ3等の信号から求められた指令電流値（これは後輪への駆動力配分量に対応している）に基づいてPWM信号の基本ONデューティ時間ON\_DUTY0をマップ参照により求める。ステップ102では、PWM周期毎に作動するタイマPWMTMのカウントが後述する補正ONデューティ時間ON\_DUTYを超えていないか判定し、超えていなければステップ103にてPWMポート出力をHiとし、超えていればステップ104に

進んでPWMポート出力をL<sub>0</sub>とする。

【0017】ステップ105では、ON信号(ON\_DUTY)の中間(この実施の形態では、中央の時点)である第1A/D変換タイミングTCと、OFF信号(OFF\_DUTY)の中間(この実施の形態では、中央の時点)である第2A/D変換タイミングTDを以下の式により算出する。

$$TC = ON\_DUTY / 2$$

$$TD = ON\_DUTY + (PWM周期 - ON\_DUTY) / 2$$

ステップ106では、タイマPWMTMのカウントが第1A/D変換タイミングTCとなったかどうか判断し、第1A/D変換タイミングTCであればステップ107に進んで、インタフェース14から得られる負荷電流値のA/D変換処理を行い、さらに、ステップ108に進んで、ステップ107で得られたA/D変換値をON側中間デジタル値V<sub>ON</sub>として記憶する。

【0018】次に、ステップ109では、ステップ101において算出された基本デューティ時間ON\_DUTY<sub>0</sub>が設定値T<sub>0</sub>(T<sub>0</sub>は、デューティ比に換算して例えば80~90%の大きな値である)よりも大きいかどうか判断し、小さいときはステップ110へ進み、大きいときはステップ111へ進む。

【0019】ステップ110に進む流れが特許請求の範囲の平均値算出処理に相当し、まず、ステップ110では、タイマPWMTMのカウントが第2A/D変換タイミングTDとなったかどうか判断し、第2A/D変換タイミングTDとなっていればステップ112へ進んで、その時点の負荷電流値をA/D変換し、ステップ113において、このA/D変換値をOFF側中間デジタル値V<sub>OFF</sub>として記憶し、さらに、ステップ114で、両中間デジタル値V<sub>ON</sub>とV<sub>OFF</sub>の平均値をフィードバック電流値V<sub>IN</sub>として算出する。

【0020】一方、ステップ109においてNOと判定された場合には、特許請求の範囲の簡略処理を実行すべく、ステップ111に進んで、記憶されているON側中間デジタル値V<sub>ON</sub>を、そのままフィードバック電流値V<sub>IN</sub>とする。

【0021】ステップ115では、タイマPWMTMのカウントが予め設定されているPWM周期を経過したかどうか判断し、経過していればステップ116んで、タイマPWMTMをクリアし、経過していなければステップ117へ進んで、タイマPWMTMをインクリメントする。

【0022】ステップ118では、指令電流値および算出したフィードバック電流値V<sub>IN</sub>に基づいて、下記式により補正值TDPWMを算出し、かつ、この補正值TDPWMを基本ONデューティ時間ON\_DUTY<sub>0</sub>に加えて、補正ONデューティ時間ON\_DUTYを算出する。

$$TDPWM = K \times (\text{指令電流} - J \times V_{IN})$$

$$ON\_DUTY = ON\_DUTY_0 + TDPWM$$

ちなみに、本実施の形態では、基本ONデューティ時間ON\_DUTY<sub>0</sub>は、デューティ比30%よりも大きい値しか使用しないものであり、これよりも小さい値のPWM信号では、電磁ソレノイド41は、アーマチュア41を作動させることはできない。

【0023】次に、実施の形態の作動例を図6(a)のタイムチャートにより説明する。まず、CPU12では、入力された車輪速センサ2、前後加速度センサ3の信号から後輪73、74への駆動力配分量を決定し、これに応じて指令電流値を求めるとともに、まず、基本ONデューティ時間ON\_DUTY<sub>0</sub>を求め(ステップ101)、これに基づいてPWM信号を出力する。この場合、PWM周期内に、まず、補正ONデューティ時間ON\_DUTYが経過するまでHi出力を行い、補正デューティ時間ON\_DUTYが経過したらL<sub>0</sub>出力することで、図6に示すON信号とOFF信号とから成るPWM信号を出力する。次に、本実施の形態では、このPWM信号を出力するのに応じて、図示のように、ON信号の中央時点の第1A/D変換タイミングTCにおいて、負荷電流値のA/D変換を行い、その値をON側中間デジタル値V<sub>ON</sub>として記憶する。そして、基本デューティ時間ON\_DUTY<sub>0</sub>が設定値T<sub>0</sub>よりも小さく、デューティ比が高くない場合には、OFF信号の中央時点の第2A/D変換タイミングTDにおいて、負荷電流値のA/D変換を行い、その値をOFF側中間デジタル値V<sub>OFF</sub>として記憶し、さらに、これらの中間デジタル値V<sub>ON</sub>、V<sub>OFF</sub>の平均値をフィードバック電流値V<sub>IN</sub>として算出する。一方、基本デューティ時間ON\_DUTY<sub>0</sub>が設定値T<sub>0</sub>よりも大きく、デューティ比が高い場合には、記憶したON側中間デジタル値V<sub>ON</sub>をそのままフィードバック電流値V<sub>IN</sub>とする。さらに、上記のいずれかにより得られたフィードバック電流値V<sub>IN</sub>に基づいて基本デューティ時間ON\_DUTY<sub>0</sub>を補正して、補正デューティ時間ON\_DUTYを得る。

【0024】以上説明したように、実施の形態のパルス幅変調制御装置にあっては、図6(b)に示すように、A/D変換を行うタイミングを、PWM信号のON信号およびOFF信号と同期させて両信号の中央のタイミングのみで行うようにし、しかも、この2時点で得られたON側中間デジタル値V<sub>ON</sub>およびOFF側中間デジタル値V<sub>OFF</sub>を平均するだけでフィードバック電流値V<sub>IN</sub>を得るようにしたため、A/D変換処理がメイン処理を含む他の処理を圧迫することがない。

【0025】また、上述のようにして得られたフィードバック電流値V<sub>IN</sub>は、電磁ソレノイド41のインダクタンスの関係で、図示のように、ON信号における立ち上がり、およびOFF信号における立ち下がりが緩やかに発生した場合に、図示のように実際の負荷平均電流値



に極めて近い値とすることができ、高い推定精度を得ることができる。

【0026】さらに、本実施の形態では、PWM信号のON側のパルス幅が所定のパルス幅よりも大きい場合、すなわちデューティ比にして80~90%よりも大きい場合には、ON側中間デジタル値 $V_{ON}$ をそのままフィードバック電流値 $V_{IN}$ とする簡略処理を実行するようにしている。これにより、上述の両中間デジタル値 $V_{ON}$ 、 $V_{OFF}$ を平均化するよりもさらに単純な演算により、高い精度でフィードバック電流値 $V_{IN}$ を求めることができる。この説明を加えると、例えば、ON側のデューティ比が例えば90%のような高い値の場合、電磁ソレノイド41のインダクタンスが通常レベルであれば、最初に立ち上がり遅れが生じた後、実際の負荷電流値は最大電流値まで上昇し、その最大電流値の時間が長く続くことになる。このような場合の平均負荷電流値は最大電流値に極めて近い値となり、かつ、この時のON側中間デジタル値 $V_{ON}$ に極めて近い値となる。それに対して、OFF側中間デジタル値 $V_{OFF}$ は、最大電流値から急激に立ち下がるため、実際の負荷電流値よりも求め、かなり低い値となる。したがって、両中間デジタル値 $V_{ON}$ 、 $V_{OFF}$ の平均値を求めると、実際の負荷電流値よりも低い値となる。あるいは、電磁ソレノイド41のインダクタンスが高い場合、PWM信号のON側のパルス幅が所定のパルス幅よりも大きいときにおいて、平均負荷電流値は最大電流値よりも低い値となるが、ON側中間デジタル値 $V_{ON}$ が実際の平均負荷電流値に近い値となるのは上記と同様であるが、OFF側では、上記とは逆に最大電流値に極めて近い値から緩やかに立ち下がることで、実際の平均負荷電流値よりも高い値となり、両中間デジタル値 $V_{ON}$ 、 $V_{OFF}$ の平均値を求めると、実際の負荷電流値よりも高い値となる。そこで、このように、ON\_DUTYが設定値 $T_0$ よりも大きい場合には、簡略処理を実行してON側中間デジタル値 $V_{ON}$ をそのままフィードバック電流値 $V_{IN}$ とすることにより、上述のように実際よりも低い値となったり、高い値となったりすることがなくなる不具合が生じることがなくなり、フィードバック電流値 $V_{IN}$ の精度も高くなるし、演算も簡単になる。加えて、ONデューティ比が100%に近い値の場合、ON信号とOFF信号の両方の中間デジタル値を得ようとする、OFF信号の中間デジタル値を得るタイミングが遅くなり、A/D割込および変換時間が不足するおそれがあるが、ON信号の中間デジタル値のみを得ることにより、この問題を解消して、高い精度で検出することができる。加えて、ONデューティ比が100%に近い値の場合、ON信号とOFF信号の両方の中間デジタル値 $V_{ON}$ 、 $V_{OFF}$ を得ようとする、OFF信号の中間デジタル値 $V_{OFF}$ を得るタイミングが遅くなり、A/D割込および変換時間が不足するおそれがあるが、ON信号の中間

デジタル値 $V_{ON}$ のみを得ることにより、この問題も解消できる。

【0027】以上、本発明の実施の形態を図面により詳述してきたが、具体的な構成はこの実施の形態に限られるものではなく、本発明の要旨を逸脱しない範囲における設計の変更などがあっても本発明に含まれる。例えば、実施の形態では、電磁アクチュエータとして、電子制御カップリング4の作動を制御する電磁ソレノイド41を示したが、電磁弁の開度を制御する技術や、スロットル開度を制御する技術など、他の電磁アクチュエータに対してPWM制御する技術にも適用することができる。また、実施の形態では、中間デジタル値は、ON信号の中央のタイミングとOFF信号の中央のタイミングでA/D変換して求めたが、中間であれば（特に、30~60%の範囲内であれば）これに限定されることはないものであり、電磁アクチュエータの特性に応じて、実際の平均負荷電流値にできるだけ近い値が得られるタイミングを適宜設定してよい。例えば、電磁アクチュエータの負荷特性を鑑みてインダクタンスが大きい場合は、中間デジタル値を得るタイミングをパルス幅の60%に設定したり、反対にインダクタンスが小さい場合は、中間デジタル値を得るタイミングをパルス幅の60%に設定したりすることができる。さらに、実施の形態では、ON信号とOFF信号とで、それぞれ一点のタイミングで中間デジタル値を得るようにしているが、ON信号とOFF信号において、それぞれ2点以上のタイミングで中間デジタル値を得るようにしてもよい。なお、このようにすると、A/D変換に要する時間は増えるが、メイン制御を圧迫しない範囲でより高い精度を得ることができるのなら、このようにしてもよい。いずれにしても、本発明では、最低限2点のタイミングで中間デジタル値を得ればよいから、従来と比べると、A/D変換頻度が圧倒的に低下しながら、高い精度を得ることができるのである。また、PWM信号におけるON信号のパルス幅が所定よりも小さいときには、OFF信号の中間デジタル値のみによりフィードバック電流を求める制御を加えてもよい。さらに、本実施の形態では、フィードバック電流値 $V_{IN}$ を算出して、目標値である指令電流値に対応した基本ONデューティ時間ON\_DUTY0を補正した補正ONデューティ時間ON\_DUTYを算出するようにしたが、算出した補正ONデューティ時間ON\_DUTYは、このような指令電流値の補正以外の制御にも適用することができる。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】本発明実施の形態のパルス幅変調制御装置を適用した駆動力配分制御装置を備えた四輪駆動車の駆動系を表す概略図である。

【図2】実施の形態のパルス幅変調制御装置を適用した4WDコントロールユニットの構成を示すブロック図である。



【図3】実施の形態における電子制御カップリングの構成を表す概略図である。

【図4】実施の形態におけるパルス幅変調制御の流れを示すフローチャートである。

【図5】実施の形態におけるパルス幅変調制御の流れを示すフローチャートである。

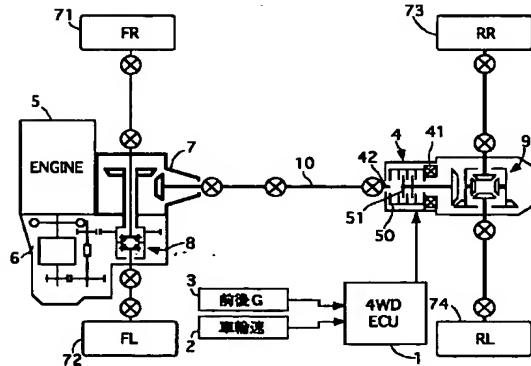
【図6】実施の形態の作動を示すタイムチャートである。

【図7】従来技術におけるパルス幅変調制御の作動を示すタイムチャートである。

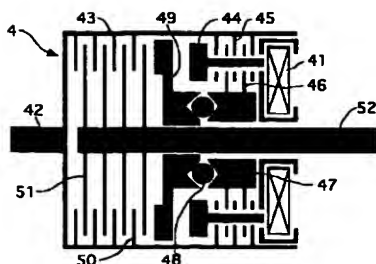
【符号の説明】

- 1 4WDコントロールユニット
- 2 車輪速センサ
- 3 前後加速度センサ
- 4 電子制御カップリング
- 5 エンジン
- 6 トランスアクスル
- 7 トランスファ
- 8 フロントディファレンシャル
- 9 リヤディファレンシャル

【図1】

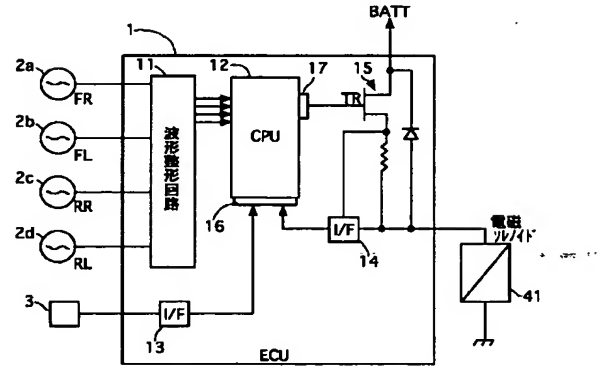


【図3】

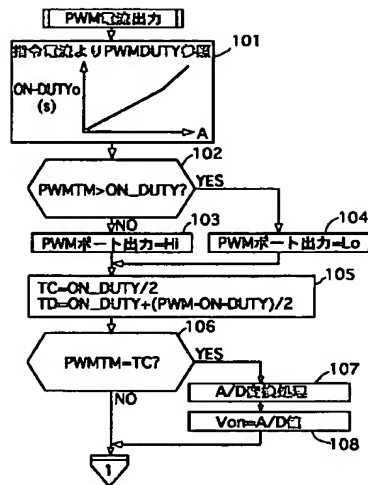


- 10 プロペラシャフト
- 11 波形整形回路
- 12 CPU
- 13, 14 インタフェース
- 15 トランジスタ
- 16 入力ポート
- 17 PWM出力ポート
- 41 電磁ソレノイド
- 42 リヤ入力軸
- 43 フロントハウジング
- 44 アーマチュア
- 45, 46 コントロールクラッチ板
- 47 コントロールカム
- 48 ボール
- 49 メインカム
- 50, 51 メインクラッチ板
- 52 リヤ出力軸
- 71, 72 前輪
- 73, 74 後輪

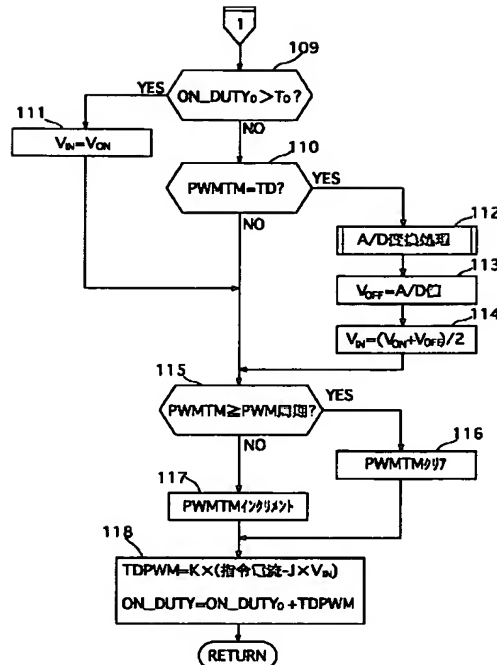
【図2】



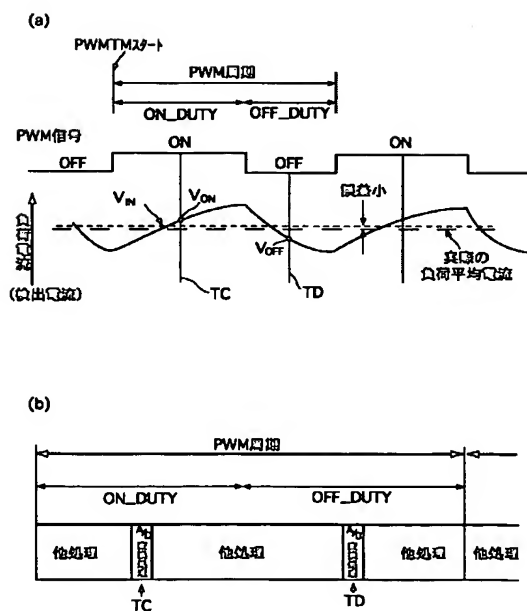
【図4】



【図5】



【図6】



【図7】

